

特 許 協 力 条 約

PCT

REC'D 21 APR 2005

WIPO

PCT

特許性に関する国際予備報告 (特許協力条約第二章)

(法第12条、法施行規則第56条)
[PCT36条及びPCT規則70]

出願人又は代理人 の書類記号 HM-F347PCT	今後の手続きについては、様式PCT/IPEA/416を参照すること。	
国際出願番号 PCT/JPO3/13718	国際出願日 (日.月.年) 27.10.2003	優先日 (日.月.年) 25.10.2002
国際特許分類 (IPC) Int. Cl. ⁷ H03H7/01 H03H7/46 H03H7/42 H01P1/15 H04B1/44		
出願人 (氏名又は名称) 日立金属株式会社		

- この報告書は、PCT35条に基づきこの国際予備審査機関で作成された国際予備審査報告である。
法施行規則第57条 (PCT36条) の規定に従い送付する。
- この国際予備審査報告は、この表紙を含めて全部で 5 ページからなる。
- この報告には次の附属物件も添付されている。
 - ☒ 附属書類は全部で 33 ページである。
 - ☒ 補正されて、この報告の基礎とされた及び/又はこの国際予備審査機関が認めた訂正を含む明細書、請求の範囲及び/又は図面の用紙 (PCT規則70.16及び実施細則第607号参照)
 - ☐ 第I欄4.及び補充欄に示したように、出願時における国際出願の開示の範囲を超えた補正を含むものとの国際予備審査機関が認定した差替え用紙
 - ☐ 電子媒体は全部で _____ (電子媒体の種類、数を示す)。
配列表に関する補充欄に示すように、コンピュータ読み取り可能な形式による配列表又は配列表に関連するテーブルを含む。 (実施細則第802号参照)
- この国際予備審査報告は、次の内容を含む。
 - ☒ 第I欄 国際予備審査報告の基礎
 - ☐ 第II欄 優先権
 - ☐ 第III欄 新規性、進歩性又は産業上の利用可能性についての国際予備審査報告の不作成
 - ☐ 第IV欄 発明の単一性の欠如
 - ☒ 第V欄 PCT35条(2)に規定する新規性、進歩性又は産業上の利用可能性についての見解、それを裏付けるための文献及び説明
 - ☐ 第VI欄 ある種の引用文献
 - ☐ 第VII欄 国際出願の不備
 - ☐ 第VIII欄 国際出願に対する意見

国際予備審査の請求書を受理した日 17.08.2004	国際予備審査報告を作成した日 01.04.2005	
名称及びあて先 日本国特許庁 (IPEA/JP) 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	特許庁審査官 (権限のある職員) 小林 正明	5W 4241
電話番号 03-3581-1101 内線 3574		

第I欄 報告の基礎

1. この国際予備審査報告は、下記に示す場合を除くほか、国際出願の言語を基礎とした。

☐ この報告は、_____ 語による翻訳文を基礎とした。

それは、次の目的で提出された翻訳文の言語である。

- ☐ PCT規則12.3及び23.1(b)という国際調査
☐ PCT規則12.4という国際公開
☐ PCT規則55.2又は55.3という国際予備審査

2. この報告は下記の出願書類を基礎とした。(法第6条(PCT14条)の規定に基づく命令に応答するために提出された差替え用紙は、この報告において「出願時」とし、この報告に添付していない。)

☐ 出願時の国際出願書類

☒ 明細書

第 1, 3, 4, 10, 13, 14, 27

ページ、出願時に提出されたもの

第 2, 5, 6, 6/1, 7, 7/1, 8, 8/1, 9, 9/1, 11, 12, 12/1, 15-19, 19/1, 20-28

ページ*、17.08.2004

付けて国際予備審査機関が受理したもの

第 _____

ページ*、 _____

付けて国際予備審査機関が受理したもの

☒ 請求の範囲

第 1-8

項、出願時に提出されたもの

第 _____

項*、PCT19条の規定に基づき補正されたもの

第 _____

項*、 _____

付けて国際予備審査機関が受理したもの

第 _____

項*、 _____

付けて国際予備審査機関が受理したもの

☒ 図面

第 1-4, 12

~~ページ/図~~、出願時に提出されたもの

第 5-11, 13, 14-20

~~ページ/図*~~、17.08.2004

付けて国際予備審査機関が受理したもの

第 _____

ページ/図*、 _____

付けて国際予備審査機関が受理したもの

☐ 配列表又は関連するテーブル

配列表に関する補充欄を参照すること。

3. ☐ 補正により、下記の書類が削除された。

☐ 明細書

第 _____

ページ

☐ 請求の範囲

第 _____

項

☐ 図面

第 _____

ページ/図

☐ 配列表(具体的に記載すること)

☐ 配列表に関連するテーブル(具体的に記載すること)

4. ☐ この報告は、補充欄に示したように、この報告に添付されかつ以下に示した補正が出願時における開示の範囲を超えてされたものと認められるので、その補正がされなかったものとして作成した。(PCT規則70.2(c))

☐ 明細書

第 _____

ページ

☐ 請求の範囲

第 _____

項

☐ 図面

第 _____

ページ/図

☐ 配列表(具体的に記載すること)

☐ 配列表に関連するテーブル(具体的に記載すること)

* 4. に該当する場合、その用紙に“superseded”と記入されることがある。

第V欄 新規性、進歩性又は産業上の利用可能性についての法第12条(PCT35条(2))に定める見解、それを裏付ける文献及び説明

1. 見解

新規性(N)	請求の範囲 1-8	有
	請求の範囲	無
進歩性(IS)	請求の範囲	有
	請求の範囲 1-8	無
産業上の利用可能性(IA)	請求の範囲 1-8	有
	請求の範囲	無

2. 文献及び説明(PCT規則70.7)

文献1: JP 2001-60839 A (株式会社村田製作所)
2001.03.06 第1図, 第【0019】欄
& EP 1077528 A2

文献2: JP 10-79601 A (日本電気株式会社)
1998.03.24 第1図, 第3図, 第7図
& GB 2316820 A & AU 9736746 A
& US 5883553 A & KR 98024259 A

文献3: JP 2002-171187 A (株式会社東芝)
2002.06.14 第6図, 第【0003】欄 & US 2002/0067
226 A1 & EP 1213835 A1

文献4: JP 8-321738 A (松下電器産業株式会社)
1996.12.03 全文, 全図
& EP 0744831 A2 & US 5926466 A

文献5: JP 51-7793 Y1 (古河電気工業株式会社)
1976.03.02 全文, 全図 (ファミリーなし)

文献6: JP 11-144961 A (日本特殊陶業株式会社)
1999.05.28 第【0014】欄, 第【0029】欄 (ファミリーなし)

文献7: JP 2002-314371 A (株式会社村田製作所)
2002.10.25 全文, 全図 & EP 1251638 A2 & US 2
002/0167378 A1 & KR 2002081147 A
& CN 1381951 A

文献8: JP 2003-283296 A (TDK株式会社)
2003.10.03 全文, 全図 (ファミリーなし)

補充欄

いずれかの欄の大きさが足りない場合

第 V.2 欄の続き

文献 9 : JP 2002-304178 A (アジレント・テクノロジーズ・インク) 2002. 10. 18 全文, 全図
& US 2002/0109563 A1 & EP 1233511 A2

文献 10 : JP 2002-280926 A (日立金属株式会社)
2002. 09. 27 第 4 図, 第 5 図 (ファミリーなし)

請求の範囲 1、2、4 に記載された発明は、国際調査報告で引用された上記文献 1 ～ 4 により進歩性を有しない。

文献 1 には、フィルタとして、平衡－不平衡型フィルタが記載されている。

また、文献 2 もしくは 4 には、第一の高周波スイッチ、第一の帯域通過フィルタ、第二の通過帯域フィルタ、第二の高周波スイッチからなるマルチバンドフィルタモジュール、第一の位相器、第二の位相器、第一の帯域通過フィルタ、第二の通過帯域フィルタ、第 3 の位相器、第四の位相器からなるマルチバンドフィルタモジュール及び第一の位相器、第二の位相器、第一の帯域通過フィルタ、第二の通過帯域フィルタ、第一の高周波スイッチからなるマルチバンドフィルタモジュールが記載されている。

したがって、上記文献 2 もしくは 4 に記載されるマルチバンドフィルタモジュールにおいても、帯域通過フィルタを、上記文献 1 に記載される平衡－不平衡型フィルタとすることは、当業者が容易に想到し得ることである。

なお、平衡－不平衡型フィルタとすることにより、高周波スイッチの個数を増やすことは、上記文献 3 により自明である。また、位相器の個数を増やすことも自明である。

請求の範囲 3 に記載された発明は、国際調査報告で引用された上記文献 1、4、5 により進歩性を有しない。

文献 5 には、高周波スイッチ、第一の帯域通過フィルタ、第二の通過帯域フィルタを有するマルチバンドフィルタモジュールが記載されている。

また、文献 4 には、第一の帯域通過フィルタ、第二の通過帯域フィルタからの出力をそれぞれ、第一の位相器、第二の位相器を介して結合することが記載されている。

したがって、上記文献 5 に記載されるマルチバンドフィルタモジュールにおいても、上記文献 1 に記載される平衡－不平衡型フィルタを用い、第一の帯域通過フィルタ、第二の通過帯域フィルタからの出力を上記文献 4 に記載されるように構成することは、当業者が容易に想到し得ることである。

なお、平衡－不平衡型フィルタとすることにより、位相器の個数を増やすことも自明である。

補充欄

いずれかの欄の大きさが足りない場合

第 V.2 欄の続き

請求の範囲 5～8 に記載された発明は、国際調査報告で引用された上記文献 1～8 により進歩性を有しない。

文献 6 には、平衡－不平衡型回路において、インピーダンスを変換することが記載されている。

文献 7～9 には、フィルタとして、SAW フィルタ又は FBAR フィルタが記載されている。

文献 10 には、積層体に実装すること及びマルチバンド携帯電話に用いることが記載されている。

た分波回路がある。例えば特開平 8-321738 号は、図 20 に示す等価回路のように、帯域通過フィルタ 20a, 20b と位相器 40a, 40b, 70a, 70b を組み合わせた周波数通過帯域が 950 MHz 及び 1.9 GHz の二周波数分波器 250 を開示している。

しかしながら、このような高周波部品をマルチバンド携帯電話の高周波回路
5 に用いると、幾つかの問題点があることが分かった。従来の高周波部品 250 を送信側回路及び受信側回路に用いてマルチバンド携帯電話の高周波回路を構成すると、例えば図 21 に示す回路となる。図 21 は、GSM850（送信周波数 824～849 MHz、受信周波数 869～894 MHz）と GSM900（送信周波数 880～915 MHz、受信周波数 925～960 MHz）の 2 つの通信方式が利用可能なデュアルバ
10 ンド携帯電話の高周波回路を示している。

受信側回路は、雑音指数を下げて受信感度を上げるために、2 本の信号線を有する平衡型の高周波部品（低雑音増幅器 266、ミキサ—268 等）を具備する。このため前記高周波部品と低雑音増幅器とを接続するには、平衡—不平衡変換回路が必要である。また、前記低雑音増幅器 266 の入力インピーダンスは 50 Ω～
15 300 Ω 程度に設定されており、インピーダンス変換回路も必要となる。そこで平衡—不平衡変換回路及びインピーダンス変換回路の機能を具備する回路素子として平衡—不平衡変換トランス（バラン）262、263 を利用することが考えられる。しかしながら高周波回路においては回路素子が増加するのみならず、扱う高周波信号の周波数帯域において、バランが有する 1dB 程度の挿入損失が加
20 わることとなる。その結果、低雑音増幅器 266 で所望の利得を得るためには、余分なバイアス電流を増幅素子に与える必要があり、携帯電話のバッテリー消費が増加してしまうといった問題がある。

また TDMA 方式の通信方式の高周波回路では、アンテナ 269 と送受信回路との接続切替えをスイッチ回路 264 で行うことが一般的に行われている。このス
25 イッチ回路 264 では、スイッチング素子として GaAsFET やダイオードが用いられる。このようなスイッチ回路では、送信回路と受信回路間の高周波信号の漏れ（アイソレーション）が、およそ 20～30 dB 程度発生する。従って、僅かではあるが互いの回路に高周波信号が漏洩する。

例えば GSM850 と GSM900、あるいは DCS1800 と PCS といった異なる通

ートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

5 第六の位相器は、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

もって前記モジュールの不平衡ポートに入力する高周波信号を前記第一及び第二の平衡ポートから出力するか、前記第一及び第二の平衡ポートに入力する高周波信号を前記モジュールの不平衡ポートから出力することを特徴とする。

10 第二の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールでは、第一、第三及び第四の位相器は第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続し、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの通過周波数帯域において、モジュールの不平衡ポート又は第一及び第二の平衡ポートから第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ側を見たインピーダンスは高インピーダンスである。また第二、第五及び第六の位相器は第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続し、第一の平
15 衡－不平衡型帯域通過フィルタの通過周波数帯域において、モジュールの不平衡ポート又は第一及び第二の平衡ポートから第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ側を見たインピーダンスは高インピーダンスである。

本発明における位相器の役割は以下の通りである。図 19(a)は、平衡－不平衡型帯域通過フィルタの平衡ポートから見たインピーダンス特性の一例を示すス
20 ミスチャートであり、図 19(b)は、平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートから見たインピーダンス特性の一例を示すスミスチャートである。この平衡－不平衡型帯域通過フィルタは GSM850 を通過周波数帯域とする SAW フィルタである。図中の三角形のマーカーは周波数を示し、マーカー1は 869 MHz、マーカー2は 894 MHz、マーカー3は 925 MHz、マーカー4は 960 MHz であ
25 り、マーカー1、2の間が GSM850 の受信周波数帯域であり、マーカー3、4の間が GSM900 の受信周波数帯域である。

平衡ポートのインピーダンスは、GSM850 の受信周波数帯域ではほぼ 50 Ω の領域にあり、GSM900 の受信周波数帯域では、ほぼ開放の領域（高インピーダ

ンス)にある。また不平衡ポートのインピーダンスは、GSM850 の受信周波数帯域ではほぼ 50Ω の領域にあり、GSM900 の受信周波数帯域ではほぼ開放の領域を外れた領域にある。ここで「ほぼ開放の領域」とは、インピーダンス Z を $Z=R + jX$ で表わす時の実数部 R が 150Ω 以上、あるいは虚数部 X の絶対値が

5 100 Ω 以上となる領域である。図 19(a)及び図 19(b)のスミスチャートでは、右端よりの斜線部分がほぼ開放状態の領域である。

このようなインピーダンス特性を有する 2 つの平衡－不平衡型帯域通過フィルタ（一方が GSM850 を通過周波数帯域とする SAW フィルタであり、他方が GSM900 を通過周波数帯域とする SAW フィルタである）を有する場合、

10 GSM850 を通過周波数帯域とする SAW フィルタの平衡ポートのインピーダンスが GSM900 の受信周波数帯域ではほぼ開放の領域にあるため、GSM900 の受信周波数帯域の高周波信号は GSM850 を通過周波数帯域とする SAW フィルタに実質的に吸収されることがなく、あっても極僅かである。一方、不平衡ポートのインピーダンスは GSM900 の受信周波数帯域では、ほぼ開放の領域を外れた領域にあるため、GSM900 の受信周波数帯域の高周波信号の一部は GSM850

15 を通過周波数帯域とする SAW フィルタに吸収されてしまい、挿入損失特性が劣化する。そこで位相器を用いて、不平衡ポートのインピーダンスをほぼ開放状態となるように、位相器により位相調整を行う。

位相器はほぼ開放状態（高インピーダンス）となるような線路長を有する伝送線路で形成するか、インダクタンス素子及びキャパシタンス素子を有するローパスフィルタ又はハイパスフィルタで構成する。ローパスフィルタのインダクタンス素子を伝送線路で形成する場合、位相器を伝送線路のみで形成する場合よりも線路長を短くできるので好ましい。

20

このような構成により、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタを通過すべき高周波信号が第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ側に漏れるのを防ぐとともに、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタを通過すべき高周波信号が第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタに漏れるのを防ぎ、高アイソレーション特性を得ることができるので、挿入損失特性を損ねることがない。

25

本発明の第三の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールは、スイッ

チング素子を有する高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる 2 つの平衡－不平衡型帯域通過フィルタと、前記平衡－不平衡型帯域通過フィルタに接続された 4 つの位相器とを具備し、

- 前記高周波スイッチは、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一
- 5 ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する

第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第三ポートとを有し、

第一の位相器は、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第二の位相器は、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第三の位相器は、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第四の位相器は、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

通過する高周波信号に応じて前記第一の高周波スイッチを切替え、もって前記モジュールの不平衡ポートに入力する高周波信号を第一及び第二の平衡ポートから出力するか、前記第一及び第二の平衡ポートに入力する高周波信号を前記モジュールの不平衡ポートから出力することを特徴とする。

第三の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールにおいて、第一及び第二の位相器は第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続し、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの通過周波数帯域で平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールの第一及び第二の平衡ポートから第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ側を見たインピーダンスが高インピーダンスとなるような線路長を有する伝送線路で形成する。あるいは第一及び第二の位相器をインダクタンス素子及びキャパシタンス素子を有するローパスフィルタ又はハイパスフィルタで構成しても良い。また第三及び第四の位相器は第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続し、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの通過周波数帯域で平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールの第一及び第二の平衡ポートから第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ側を見たインピーダンス

が高インピーダンスとなるよう

な線路長を有する伝送線路で形成する。あるいは第三及び第四の位相器を、第一及び第二の位相器と同様に、インダクタンス素子及びキャパシタンス素子を有するローパスフィルタ又はハイパスフィルタで構成しても良い。

本発明の第四の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールは、スイッチング素子を有する 2 つの高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる 2 つの平衡－不平衡型帯域通過フィルタと、前記平衡－不平衡型帯域通過フィルタに接続された 2 つの位相器とを具備し、

第一の位相器は、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第二の位相器は、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第一の高周波スイッチは、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第三ポートとを有し、

第二の高周波スイッチは、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第三ポートとを有し、

通過する高周波信号に応じて前記第一及び第二の高周波スイッチを切替え、もって前記モジュールの不平衡ポートに入力する高周波信号を第一及び第二の平衡ポートから出力するか、前記第一及び第二の平衡ポートに入力する高周波信号を前記モジュールの不平衡ポートから出力することを特徴とする。

第四の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールにおいて、第一の位相器は第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続し、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの通過周波数帯域で平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールの不平衡ポートから第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ側を見

たインピーダンス

が高インピーダンスとなるような線路長を有する伝送線路で形成する。あるいは第一の位相器を、インダクタンス素子及びキャパシタンス素子を有するローパスフィルタ又はハイパスフィルタで構成しても良い。また第二の位相器は第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続し、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの通過周波数帯域で平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールの不平衡ポートから第二の平衡－不平衡型帯域通過フィル

5 タ側を見たインピーダンスが高インピーダンスとなるような線路長を有する伝送線路で形成する。あるいは第二の位相器を、第一の位相器と同様に、インダクタンス素子及びキャパシタンス素子を有するローパスフィルタ又はハイパス
10 フィルタで構成しても良い。

第一乃至第四の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールにおいて、第一及び第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタは入力インピーダンス Z_i と出力インピーダンス Z_o が異なり、もってインピーダンス変換機能を有するのが好ましい。不平衡ポートを入力ポートとし、平衡ポートを出力ポートとする場合、
15 出力インピーダンス Z_o は入力インピーダンス Z_i より大きいのが好ましい。また不平衡ポートを出力ポートとし、平衡ポートを入力ポートとする場合、出力インピーダンス Z_o は入力インピーダンス Z_i より小さいのが好ましい。

帯域通過フィルタはインダクタンス素子及びキャパシタンス素子の LC 回路で構成しても良いが、SAW (Surface Acoustic Wave) フィルタや FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) フィルタとするのが好ましく、入出力インピーダンスの異なるものがより好ましい。
20

第一乃至第四の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールを、電極パターンを有する複数の誘電体層からなる積層体により構成し、前記位相器及び前記高周波スイッチの少なくとも一部を前記電極パターンにより形成した伝送
25 線路で構成し、前記平衡－不平衡型帯域通過フィルタ (SAW フィルタ、FBAR フィルタ等)、及び前記高周波スイッチを構成するスイッチング素子を前記積層体の実装するのが好ましい。前記位相器及び／又は前記高周波スイッチを構成するインダクタンス素子及びキャパシタンス素子も電極パターンにより誘電体層上に形成することができる。この平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジ

ュールにおいては、他の高周波部品、例えば他の高周波スイッチやフィルタ、
増

図 13 は本発明の一実施例に係るフィルタモジュールの等価回路を示す図であり、

図 14 は本発明の別の実施例に係るフィルタモジュールを構成する積層基板の展開図であり、

5 図 15 は本発明の一実施例に係るフィルタモジュールを具備するマルチバンド携帯電話用高周波回路を示すブロック図であり、

図 16 は本発明の別の実施例に係るフィルタモジュールを具備するマルチバンド携帯電話の高周波回路を示すブロック図であり、

10 図 17 はマルチバンド携帯電話に用いる SP5T スイッチを示すブロック図であり、

図 18 は本発明の一実施例に係るフィルタモジュールを具備するマルチバンド携帯電話用高周波回路の等価回路を示す図であり、

図 19(a) は平衡ポートから見た帯域通過フィルタのインピーダンス特性を示すスミスチャートであり、

15 図 19(b) は不平衡ポートから見た帯域通過フィルタのインピーダンス特性を示すスミスチャートであり、

図 20 は従来の二周波数分波回路を示すブロック図であり、

図 21 は従来の二周波数分波回路を具備するマルチバンド携帯電話用高周波回路を示すブロック図であり、

20 図 22 は GSM850 及び GSM900 における送受信周波数を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

本発明の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュール（以下単に「フィルタモジュール」ということもある。）は、高周波スイッチ又は位相器と、通過
25 周波数帯域の異なる平衡－不平衡型帯域通過フィルタとを主構成とする。平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールとして、図 1 に示すように、不平衡ポート P1 及び平衡ポート P2-1, P2-2 を有する 3 端子回路網のものを例にして、以下詳細に説明するが、本発明はこれに限定されるものではない。

[1] 第一の実施例

図 2 は高周波スイッチと平衡－不平衡型帯域通過フィルタとを主構成とする
フィルタモジュール 1 を示す。第一の高周波スイッチ 10a は、不平衡ポート P1
に接続する第一ポート 100a と、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a
の不平衡ポート 110a に接続する第二ポート 100b と、第二の平衡－不平衡型帯
域通過フィルタ 20b の不平衡ポート 120a に接続する第三ポート 100c とを有す
る。

第一及び第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a, 20b には 3 つのポート
を有する第二の高周波スイッチ 10b と第三の高周波スイッチ 10c がそれぞれ接
続している。

- 10 第二の高周波スイッチ 10b の第一ポート 130a は、フィルタモジュール 1 の
第一平衡ポート P2-1 と接続し、第二ポート 130b は第一の平衡－不平衡型帯域
通過フィルタ 20a の第一平衡ポート 110b と接続し、第三ポート 130c は第二の
平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第一平衡ポート 120b と接続している。
また第三の高周波スイッチ 10c の第一ポート 150a はフィルタモジュール 1 の第
二平衡ポート P2-2 と接続し、第二ポート 150b は第一の平衡－不平衡型帯域通
過フィルタ 20a の第二平衡ポート 110c と接続し、第三ポート 150c は第二の平
衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第二平衡ポート 120c と接続している。

- 本実施例では、帯域通過フィルタ 20a, 20b は平衡－不平衡型 SAW フィルタ
により構成されている。平衡－不平衡型 SAW フィルタは、インピーダンス変換
機能及び平衡－不平衡変換機能を備え、電極指の交差幅、配列及び結合を調整
することにより、入力インピーダンスと出力インピーダンスとを異ならせると
ともに、平衡－不平衡変換を行う。

- 平衡－不平衡型 SAW フィルタ 20a, 20b の平衡ポート 110b, 110c, 120b, 120c
に接続される第二及び第三の高周波スイッチの第二及び第三のポート 130b、
130c, 150b, 150c は、整合のため、SAW フィルタ 20a, 20b の平衡ポート 110b,
110c, 120b, 120c のインピーダンスとほぼ等しいインピーダンスを有する。平衡
－不平衡型 SAW フィルタ 20a, 20b の平衡ポートに入出力する平衡信号の平衡
度（バランス特性）を調整するために、平衡ポート間にインダクタンス素子を
接続しても良い。なお SAW フィルタの代わりに FBAR (Film Bulk Acoustic

Resonator) フィルタを使用することができる。

フィルタモジュールの不平衡ポート P1 に、第一の位相器 40a の第一ポート 180b と第二の位相器 40b の第一ポート 180d が接続し、第一の位相器 40a の第二ポート 180c に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の不平衡ポート 110a が接続し、第二の位相器 40b の第二ポート 180e に第二の平衡－不平衡型
5 帯域通過フィルタ 20b の不平衡ポート 120a が接続している。

第三の位相器 50a の第一ポート 160b に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第一平衡ポート 110b が接続し、第二ポート 160c にフィルタモジュールの第一平衡ポート P2-1 が接続している。

10 第四の位相器 50b の第一ポート 170b に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第二平衡ポート 110c が接続し、第二ポート 170c にフィルタモジュールの第二平衡ポート P2-2 が接続している。

第五の位相器 60a の第一ポート 160d に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第一平衡ポート 120b が接続し、第二ポート 160e にフィルタモジュールの第一平衡ポート P2-1 が接続している。

15 第六の位相器 60b の第一ポート 170d に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第二平衡ポート 120c が接続し、第二ポート 170e にフィルタモジュールの第二平衡ポート P2-2 が接続している。

20 各位相器は伝送線路やフィルタで構成でき、平衡－不平衡型帯域通過フィルタを含むインピーダンスをほぼ開放（高インピーダンス化）とするために位相の移動角度を調整する。

上記のように第一、第三、第四の位相器を第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続して第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの通過周波数帯域において高インピーダンスとし、第二、第五、第六の位相器を第二の帯域通過フィルタと接続して第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの通過周波数帯域において高インピーダンスとすることにより、高周波信号を分波し、フィルタモジュールの不平衡ポート P1 に入力する高周波信号を平衡ポート P2-1、P2-2 から出力するか、平衡ポート P2-1、P2-2 に入力する高周波信号を不平衡ポート P1 から出力する。

本実施例の場合スイッチング素子が不要であるので、フィルタモジュールを

携帯電話に用いる場合に、消費電力を低減することができる。

[3] 第三の実施例

図 4 に示す本発明の第三の実施例に係るフィルタモジュール 1 は、スイッチング素子を有する高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる平衡－不平衡型帯域通過フィルタと、平衡－不平衡型帯域通過フィルタに接続された位相器を主構成とする。

フィルタモジュール 1 の不平衡ポート P1 に、第一の高周波スイッチ 10a の第一ポート 100a が接続し、第二ポート 100b に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の不平衡ポート 110a が接続し、第三ポート 100c に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の不平衡ポート 120a が接続している。

第一の位相器 50a の第一ポート 160b に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第一平衡ポート 110b が接続し、第二ポート 160c にフィルタモジュール 1 の第一平衡ポート P2-1 が接続している。

第二の位相器 50b の第一ポート 170b に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第二平衡ポート 110c が接続し、第二ポート 170c にフィルタモジュール 1 の第二平衡ポート P2-2 が接続している。

第三の位相器 60a の第一ポート 160d に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第一平衡ポート 120b が接続し、第二ポート 160e にフィルタモジュール 1 の第一平衡ポート P2-1 が接続している。

第四の位相器 60b の第一ポート 170d に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第二平衡ポート 120c が接続し、第二ポート 170e にフィルタモジュールの第二平衡ポート P2-2 が接続している。

第一及び第二の位相器 50a、50b を第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a と接続して第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の通過周波数帯域において高インピーダンスとし、第三及び第四の位相器 60a、60b を第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b と接続して第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の通過周波数帯域において高インピーダンスとし、通過すべき高周波信号に応じて第一の高周波スイッチ 10a を切替えることにより、フィルタモジュール 1 の不平衡ポート P1 に入力する高周波信号を平衡ポート P2-1, P2-2

から出力し、平衡ポート P2-1, P2-2 に入力する高周波信号を不平衡ポート P1 から出力する。

各回路素子の機能は上記実施例と同様なので、その説明を省略する。この実施例の場合も、高周波スイッチ及び位相器により各帯域通過フィルタ間のアイソレーションを確保できるので、他の回路からの高周波信号の漏洩を実質的に防止することができる。

[4] 第四の実施例

図 5 に示す本発明の第四の実施例に係るフィルタモジュール 1 も、第三の実施例と同様に、スイッチング素子を有する高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる平衡－不平衡型帯域通過フィルタと、平衡－不平衡型帯域通過フィルタに接続される位相器を主構成とする。

フィルタモジュール 1 の不平衡ポート P1 に第一の位相器 40a の第一ポート 180b と第二の位相器 40b の第一ポート 180d が接続し、第一の位相器 40a の第二ポート 180c に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の不平衡ポート 110a が接続し、第二の位相器 40b の第二ポート 180e に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の不平衡ポート 120a が接続している。第一及び第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a, 20b に 3 つのポートを有する第一の高周波スイッチ 10b と第二の高周波スイッチ 10c が接続している。

第一の高周波スイッチの第一ポート 130a にフィルタモジュールの第一平衡ポート P2-1 が接続し、第二ポート 130b に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第一平衡ポート 110b が接続し、第三ポート 130c に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第一平衡ポート 120b が接続している。

第二の高周波スイッチの第一ポート 150a にフィルタモジュールの第二平衡ポート P2-2 が接続し、第二ポート 150b に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第二平衡ポート 110c が接続し、第三ポート 150c に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第二平衡ポート 120c が接続している。

第一の位相器 40a を第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a と接続して第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の通過周波数帯域において高インピーダンスとし、第二の位相器 40b を第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ

- 20b と接続して第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の通過周波数帯域において高インピーダンスとし、通過すべき高周波信号に応じて第一及び第二の高周波スイッチ 10b、10c を切替えることにより、フィルタモジュール 1 の不平衡ポート P1 に入力する高周波信号を平衡ポート P2-1、P2-2 から出力し、
- 5 平衡ポート P2-1、P2-2 に入力する高周波信号を不平衡ポート P1 から出力する。

各回路素子の機能は上記実施例と同様なので、その説明を省略する。この実施例の場合も、高周波スイッチにより各帯域通過フィルタ間のアイソレーションを確保できるので、他の回路からの高周波信号の漏洩を実質的に防止することができる。

10 [5] 第五の実施例

第三の実施例(図 4)のフィルタモジュール 1 を複数のセラミック層に形成し、積層することにより、高周波部品を構成した。図 11(a) 及び(b) はその高周波部品の表面及び裏面を示し、図 12 はフィルタモジュール 1 を構成する積層体 200 の各層の構成を示し、図 13 はフィルタモジュール 1 の等価回路を示す。

- 15 図 13 の等価回路に示すように、本実施例のフィルタモジュール 1 では、第一の高周波スイッチ 10a のスイッチング素子として、Pin ダイオードを用いたダイオードスイッチを採用している。ダイオードスイッチは、伝送線路とダイオードを主構成とし、接続点 100a と 100c の間には積層体 200 内に形成される伝送線路 LS1 と、伝送線路 LS1 の接続点 100c 側でグランドとの間に配置される
- 20 ダイオード DD1 及びコンデンサ CS1 と、ダイオード DD1 及びコンデンサ CS1 の間に形成されるコントロールポート VC1 とを有する。コンデンサ CS1 はダイオード DD1 の動作時におけるインダクタンス成分と直列共振回路を構成し、ダイオード DD1 の動作時にショート状態となる。

- 25 接続点 100a と接続点 100b の間に、伝送線路 LS1 を介してダイオード DD1 と直列に接続されるダイオード DD2 が配置されており、また接続点 100b 側でグランドとの間に高周波チョークコイル LS2 が配置されている。ダイオード DD2 のオフ時のアイソレーション特性を向上するために、ダイオード DD2 と並列にインダクタ LS4 と、これに直列にコンデンサ CS2 が接続されている。高周波チョークコイル LS2 はチップインダクタで構成しても良いし、伝送線路を

用いたハイインピーダンス線路としても良い。コントロールポート VC1 から供給される制御電圧によりダイオード DD1、DD2 を ON/OFF して、接続点 100a と接続点 100b との間、及び接続点 100a と接続点 100c との間の接続を切替える。なお接続点 100a 側には DC カットコンデンサ CS3 が配置されている。イン

- 5 インピーダンス調整のため等に、帯域通過フィルタの種類等に応じて接続点 100b、100c 側に DC カットコンデンサを適宜配置しても良いが、帯域通過フィルタとして SAW フィルタを用いる場合には入力・出力間が直流的に切断されているため、DC カットコンデンサは必要ない。本実施例では伝送線路 LS1 以外の回路素子はチップ部品として積層基板の表面に形成したランド Lpp に実装されている。
- 10

本実施例において、第一及び第二の平衡－不平衡帯域通過フィルタ 20a、20b として、面実装型の不平衡入力－平衡出力 SAW フィルタを用いた。平衡出力端 P2-1、P2-2 の間には、平衡度が $180^\circ \pm 10^\circ$ の範囲になるようにインダクタンス素子 LF1、LF2 が接続されている。SAW フィルタをベアチップ状態で積層体 200

15 の表面に実装しても良く、また積層体 200 に形成したキャビティの底面に実装して樹脂封止しても良い。不平衡入力－平衡出力 SAW フィルタの平衡出力端側に接続される位相器 50a、50b、60a、60b は、伝送線路 Lg1、Lg2、Lg3、Lg4 として積層体 200 にライン電極で形成した。インダクタンス素子やキャパシタンス素子等は、適宜積層基板に電極パターンで形成することも当然可能である。

- 20 チップ部品を実装した積層体 200 の主面には、チップ部品を覆うように、めっき処理した SPCC 等の磁性金属のキャップ（図示せず）を配置する。金属キャップの代わりに樹脂封止材を用いてもよい。樹脂封止材としては、エポキシ樹脂にアミン系、触媒系、酸無水物系の液体の硬化剤と、線膨張率を 5～8 ppm 程度に調整する材料や弾性率を調整する材料等を適宜添加した液状樹脂封止材
- 25 が好ましい。

積層体 200 は、例えば 1000°C 以下の低温焼結が可能なセラミック誘電材からなり、厚さが $10\ \mu\text{m}$ ～ $200\ \mu\text{m}$ のグリーンシートに、低抵抗率の Ag や Cu 等の導電性ペーストを印刷して所定の電極パターンを形成し、複数のグリーンシートを一体的に積層し、焼結することにより製造することができる。

誘電材としては、例えば Al, Si, Sr 等を主成分として、Ti, Bi, Cu, Mn, Na, K

等を副成分とする材料や、Al, Si, Sr 等を主成分として、Ca, Pb, Na, K 等を複成分とする材料や、Al, Mg, Si, Gd 等を含む材料や、Al, Si, Zr, Mg 等を含む材料を用いることができる。誘電材の誘電率は 5~15 程度が好ましい。セラミック誘電材の他に、樹脂基板や、樹脂とセラミック誘電体粉末の複合材からなる基板を用いても良い。また HTCC (高温同時焼成セラミック) 技術を用いるために、 Al_2O_3 系セラミック基板を使用するとともに、タングステンやモリブデン等の高融点金属で伝送線路等を形成しても良い。

図 12 に示すように、積層体 200 の最下層のグリーンシート 1 の上面には広面積のグランド電極 E1 が形成されており、裏面には回路基板に実装するための端子電極が形成されている。端子電極は、不平衡入力ポート IN(P1)と、平衡出力ポート OUT(P2-1, P2-2) と、グランドポートと、スイッチ回路制御用のコントロールポート VC 1 とからなり、それぞれがグリーンシートに形成されたビアホール (図中、黒丸で表示) で接続されている。なお図示した端子配置は裏面側から見た場合の配置であるので、上面側から見た場合と上下の位置が入れ替わっている。本実施例では端子電極を LGA (Land Grid Array)としているが、BGA (Ball Grid Array)等も採用することができる。また回路基板との接続強度が確保できない場合には、端子電極と同一面上に回路基板との接続をより強固にするように補助端子電極 Nd を一つ以上形成しても良い。

グリーンシート 1 の上に積層されたグリーンシート 2 には、位相器 Lg1, Lg3 と位相器 Lg2, Lg4 を接続するための接続線路 SL が複数形成されている。これらの接続線路 SL が位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 と接続することにより、線路 SL 及びビアホールは僅かながら長くなる。従って、接続線路 SL 及びビアホールも位相器の一部を構成していると言える。

グリーンシート 2 の上に積層されたグリーンシート 3 には、位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 を構成する伝送線路 Lg1d, Lg2d, Lg3d, Lg4d と、第一のスイッチ 10a を構成する伝送線路 LS1d がビアホールとともに形成されている。位相器を構成する伝送線路 Lg1d, Lg2d, Lg3d, Lg4d や第一の高周波スイッチ 10a を構成する伝送線路 LS1d はスパイラル状であるが、面積に余裕があればミアンダ状でも良い。位相器を構成する伝送線路 Lg1d~Lg4d はグリーンシート 2 に形成された

伝送線路 SL とビアホールを介して接続している。

グリーンシート 3 の上に積層されたグリーンシート 4 には、位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 を構成する伝送線路 Lg1c, Lg2c, Lg3c, Lg4c と、第一のスイッチ 10a を構成する伝送線路 LS1c がビアホールとともに形成されている。位相器を構成する伝送線路 Lg1c~Lg4c や第一のスイッチ 10a を構成する伝送線路 LS1c は、グリーンシート 3 に形成された伝送線路 Lg1d, Lg2d, Lg3d, Lg4d 及び第一のスイッチ 10a を構成する伝送線路 LS1d とビアホールを介して接続している。グリーンシート 4 の上に積層されたグリーンシート 5、6 にも、それぞれ位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 を構成する伝送線路 Lg1b~Lg4b、Lg1a~Lg4a と第一のスイッチ 10a を構成する伝送線路 LS1b、LS1a が形成され、各ライン電極がビアホールを介して接続されている。

グリーンシート 6 の上に積層されたグリーンシート 7 には広面積のグラウンド電極 E2 が形成されている。グラウンド電極 E2 はビアホールを介してグラウンド電極 E1 と接続し、位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 を構成する伝送線路と、第一のスイッチ 10a を構成する LS 1 用の伝送線路を挟み、電磁気的な干渉を極力少なくしている。位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 を構成する伝送線路と、第一のスイッチ 10a を構成する LS 1 用の伝送線路は、相互の干渉を防ぐために積層方向に重ならないように配置されている。また位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 を構成する伝送線路を接続する際、例えば接続線路 SL がグリーンシート 3 のライン電極と一部重なることがあっても、斜めに重なるようにして、干渉を防いでいる。

グリーンシート 7 の上に積層されたグリーンシート 8 には、チップ部品や伝送線路等の回路素子を接続するための接続線路が形成されている。接続線路 Lv はコントロール端子 VC1 から抵抗 R に至る接続線路である。グラウンド電極 E2 は、グリーンシート 6 上の位相器を構成する伝送線路とグリーンシート 8 上の接続線路との干渉を防いでいる。また接続線路 Lv の近くにグラウンド電極 E2 を配置することにより、コントロール電源の電圧が変動しても第一のスイッチ 10a の誤動作を生じにくくしている。

接続線路 Lf1, Lf2 は第一のスイッチ 10a と第一及び第二の帯域通過フィルタ 20a, 20b とを接続するものである。接続線路 Lf1, Lf2 により、第一のスイッチ

10a と第一及び第二の帯域通過フィルタ 20a, 20b とのインピーダンス整合を行うこともできる。

グリーンシート 8 の上に積層されたグリーンシート 9 は、チップ部品を搭載する複数のランド電極 Lpp を有し、チップ部品はビアホールを介して積層体 200 内に形成された接続線路や回路素子と接続する。積層体 200 の主面には、二つの長辺及び一つの短辺に沿った位置に金属ケースを固定するためのランド Lcp が形成されている。ランド電極 Lpp に実装するスイッチング素子（ダイオードや FET 等）や SAW フィルタをベア状態とし、樹脂封止や管封止することもできる。

10 このようにフィルタモジュールを積層体とすれば小型化が可能である。他のスイッチや増幅器等を積層基板に複合化することも当然可能である。なお上記実施例においては、説明の簡単化のために、不平衡入力ー平衡出力のフィルタモジュールとして説明したが、端子 P1 を不平衡出力端とし、端子 P2 を平衡入力端とした平衡入力ー不平衡出力のフィルタモジュールも勿論本発明の範囲内である。

本実施例のフィルタモジュールは、第一の高周波スイッチのポート VC1 に接続するコントロール回路からの電圧により、通過させる高周波信号（例えば GSM850 と GSM900）を選択することができる。例えば第一の平衡ー不平衡型帯域通過フィルタが GSM850 に対応し、第二の平衡ー不平衡型帯域通過フィルタが GSM900 に対応する場合、第一の高周波スイッチに接続するコントロール回路を表 1 のように制御して、各モードを変更する。高周波スイッチ、位相器により各帯域通過フィルタ間のアイソレーションを得ることができるので、他の回路からの高周波信号の漏洩を実質的に防止することができる。

表 1

モード	VC1
GSM850	ON
GSM900	OFF

[6] 第六の実施例

図 14 は第三の実施例（図 4）のフィルタモジュール 1 を構成する別の積層体 200 の各層の構成を示す。このフィルタモジュールの等価回路及び外観は、第五の実施例とほぼ同じなので、その説明を省略する。本実施例の積層体を第五の実施例との相違点を中心に説明する。

本実施例では、第一の平衡－不平衡帯域通過フィルタとして図 19(a)及び図 19(b)に示すインピーダンス特性を有する SAW フィルタを用いた。この SAW フィルタの平衡ポートのインピーダンスは、上記のように GSM850 の受信周波数帯域ではほぼ $50\ \Omega$ の領域にあり、GSM900 の受信周波数帯域ではほぼ開放の領域（高インピーダンス）にある。従って、第五の実施例で必要であった位相器 Lg1, Lg2 を構成する伝送線路 Lg1a～d, Lg2a～d を必要とせず、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタは接続線路とビアホールを介して平衡ポート OUT(P2-1, P2-2)に接続される。

上記のように接続線路やビアホールによる線路長の増加により位相も変化するが、本実施例では線路長の増加はごく僅かであるのでインピーダンス特性は実質的に変わらず、GSM900 の受信周波数帯域ではほぼ開放の領域にある。従って、本実施例のフィルタモジュールは第五の実施例のものと同様の機能を発揮する。

端子電極と同一面上に形成された補助端子電極 Nd はビアホールを介してグランド電極 E1（グリーンシート 1 上）と接続する。補助端子電極 Nd をグランド電極とすることにより、グランド電極 E1 のグランド電位を均一にすることができるとともに、補助端子電極 Nd と積層基板との密着強度を向上させる。

この実施例の場合も、高周波スイッチ及び位相器により各帯域通過フィルタ間のアイソレーションを得ることができるので、他の回路からの高周波信号の漏洩を実質的に防止することができる。

[7] 第七の実施例

本実施例は、フィルタモジュールをマルチバンド携帯電話に用いる場合に関する。図 15 はデュアルバンド携帯電話の高周波回路を示す。ここでは GSM850 及び GSM900 の 2 つの通信方式を例に取る。

アンテナ ANT と送信系回路及び受信系回路との接続を切替える高周波スイッチ 264 の受信ポートには、本発明のフィルタモジュール 1 の不平衡ポート P1 が接続している。フィルタモジュール 1 の平衡ポート P2-1, P2-2 はローノイズアンプ LNA の平衡ポートと接続している。一方、高周波スイッチ 264 の送信ポートには、ローパスフィルタ 72 及び高周波増幅器 PA を介して本発明のフィルタモジュール 1 の不平衡ポート P1 が接続している。高周波スイッチ 264 には、例えば GaAs スイッチや、ダイオードスイッチ、ローパスフィルタ 72 には、例えば π 型フィルタ等の公知のものをを用いることができる。

本実施例のように高周波回路を構成すればバランを必要とせず、携帯電話のバッテリー消費を低減することができる。またフィルタモジュール 1 を少なくとも一つの高周波スイッチを有する構成とすれば、高周波スイッチが備えるアイソレーション特性により、GSM850 及び GSM900 のように極めて近い周波数帯の異なる通信方式を利用する場合でも、高周波信号の漏洩を著しく低減できるため、マルチバンド携帯電話の通話品質を低下させることがない。

本実施例においては、高周波回路の送信側及び受信側にそれぞれ本発明のフィルタモジュール 1 を配置しているが、必要に応じて送信側及び受信側のどちらかに一方に配置することも当然本発明の範囲内である。

[8] 第八の実施例

本発明のフィルタモジュールをマルチバンド携帯電話に用いた他の例として、図 16 は複数のフィルタモジュールを有するマルチバンド携帯電話の高周波回路を示す。この高周波回路は、表 2 に示す送受信周波数の 4 つの異なる通信方式、GSM850、GSM900、DCS1800、及び PCS で利用可能である。

表 2

通信方式	送信信号周波数 Tx	受信信号周波数 Rx
GSM850	824-849 MHz	869-894 MHz
GSM900	880-915 MHz	925-960 MHz
DCS1800	1710-1785 MHz	1805-1880 MHz
PCS	1850-1910 MHz	1930-1990 MHz

SP5T スイッチ 300 は、アンテナ ANT と接続するポート 510f, GSM850 と GSM900 の送信信号が入力するポート 510a, DCS1800 と PCS の送信信号が入力するポート 510b, GSM850 と GSM900 の受信信号が出力するポート 510e, 5 DCS1800 の受信信号が出力するポート 510c, PCS の受信信号が出力するポート 510d の 6 つの入出力端子を有する。

図 17 は SP5T スイッチの回路ブロックを示す。ポート 510f には、GSM850 と GSM900 の高周波信号を通過させる低域通過フィルタと、DCS1800 と PCS の高周波信号を通過させる高域通過フィルタとからなる分波回路 550 が接続している。分波回路 550 はインダクタンス素子とキャパシタンス素子を主構成とする帯域通過フィルタ、低域通過フィルタ、高域通過フィルタ、SAW フィルタ等を適宜組み合わせてなり、高周波信号を 2 つ以上の系に分波するマルチプレクサで構成されている。 10

分波回路 550 の低域通過フィルタには、GSM850 及び GSM900 の送信回路と受信回路との接続を切替える高周波スイッチ 560 が接続している。分波回路 550 の高域通過フィルタには、DCS1800 及び PCS の送信回路と受信回路との接続を切替える高周波スイッチ 570 が接続している。高周波スイッチ 560, 570 の送信回路側には低域通過フィルタ 72, 75 が接続している。高周波スイッチ 570 の受信回路側には GaAs スイッチ 580 が接続しており、DCS1800 の受信回路と PCS の受信回路を切替える。 15 20

このような構成の SP5T スイッチ 300 のポート 510e にフィルタモジュール 1 を接続した場合の等価回路を図 18 に示す。フィルタモジュール 1 は図 5 に示す回路と同じであり、第一及び第二の位相器 Lg1a, Lg1b と、第一及び第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 60, 65 と、4 つのスイッチング素子 FET1a~ FET4a を備えた第一の高周波スイッチと、4 つのスイッチング素子 FET1b~ FET4b を備えた第二の高周波スイッチとからなる。 25

本実施例のフィルタモジュールのモードは、各コントロールポートに接続されたコントロール回路からの制御電圧により、表 3 に示すように切替えられる。

表 3

モード	VC1a	VC1b	VC3a	VC3b	VC3c	VC4a	VC4b	VC4c
GSM850 TX	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
GSM850 RX	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
GSM900 TX	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
GSM900 RX	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF
DCS1800 TX	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
DCS1800 RX	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
PCS TX	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
PCS RX	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON

本実施例では、GSM900 で送信する場合に、増幅器 PA からの高周波信号の一部がスイッチ 560 を介して端子 510e に漏洩することがあっても、フィルタモジュール 1 によって、漏洩してきた高周波信号は遮断されるため、低雑音増幅器を含む RF-IC350 に流れ込むことがない。またアンテナ ANT から来る GSM850 又は GSM900 の受信信号は、帯域通過フィルタにより側帯波等のスプリアス成分（ノイズ）が取り除かれ、またインピーダンス変換された平衡信号として RF-IC350 に入力される。このため、携帯電話の通話品質を劣化させることがない。

図 18 に示す等価回路は、高周波スイッチ 580 を除けば GSM850 / GSM900 / DCS1800 等のトリプルバンド携帯電話の高周波回路としても機能することができる。また高周波スイッチ 580 の代わりにフィルタモジュール 1 を接続することもできる。

産業上の利用可能性

本発明の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールは、挿入損失の増加を抑えているとともに、極めて近い周波数帯を利用する通信方式又はアクセス方式において、取り扱うべき通信方式又はアクセス方式の高周波信号を通過

図5

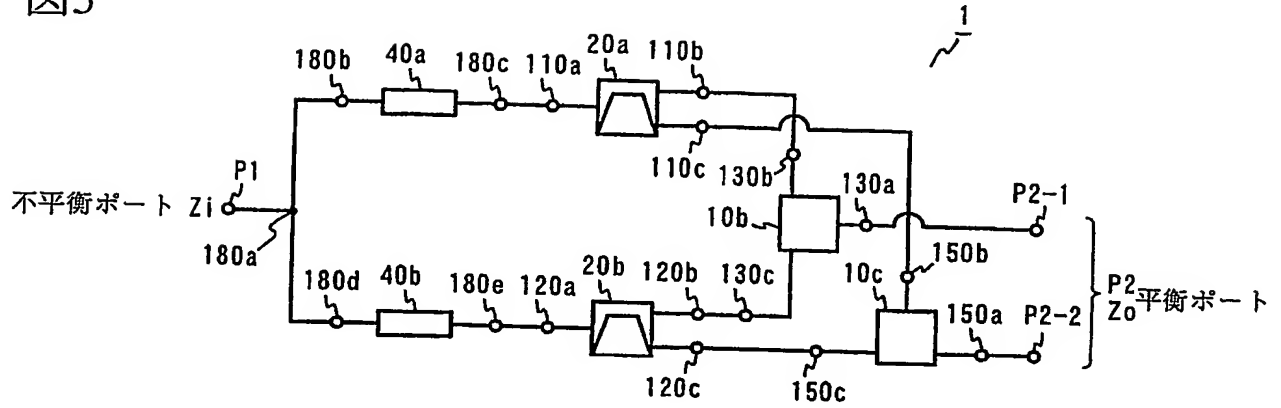


図6

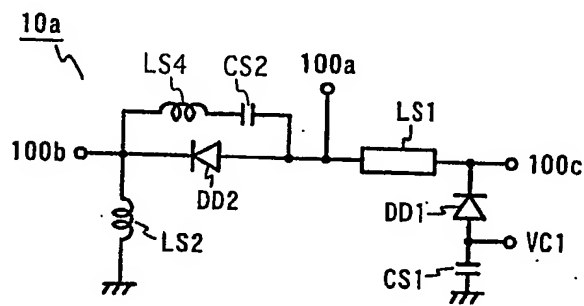


図7

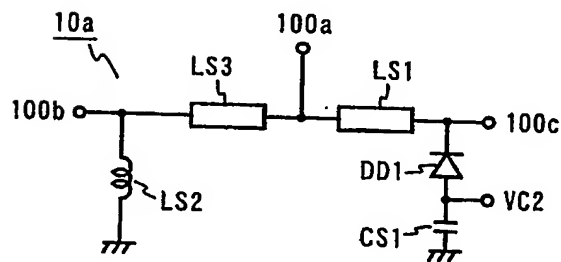


図8

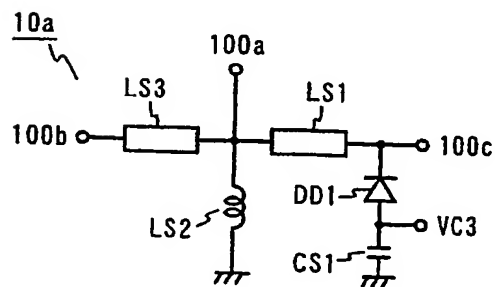


図9

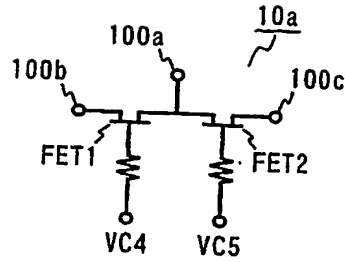


図10

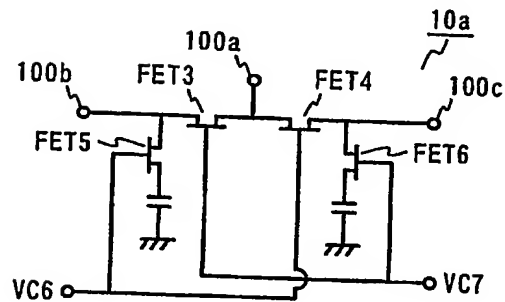


図11(a)

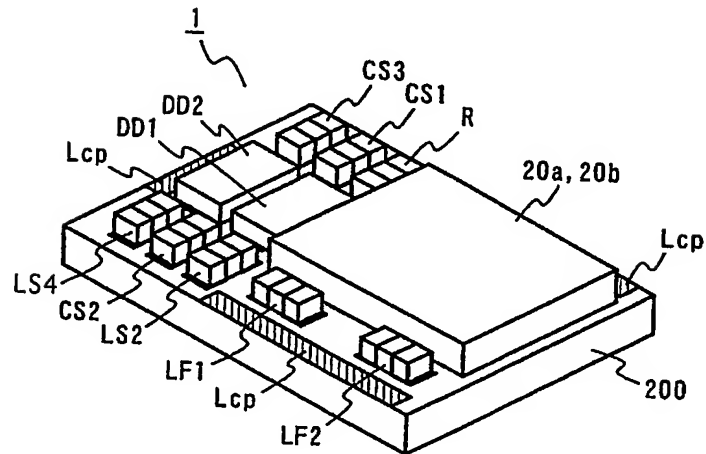


図11(b)

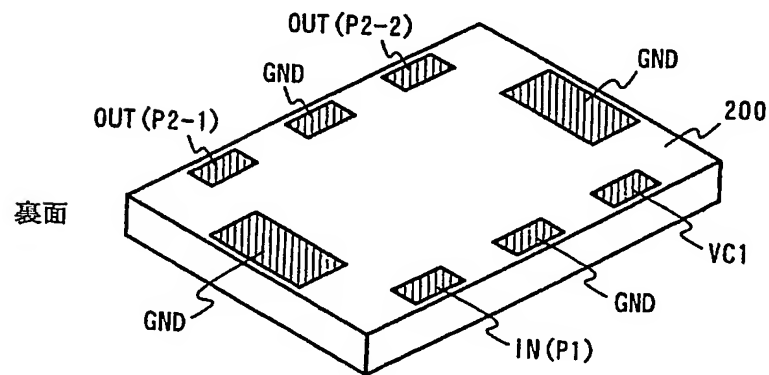


図13

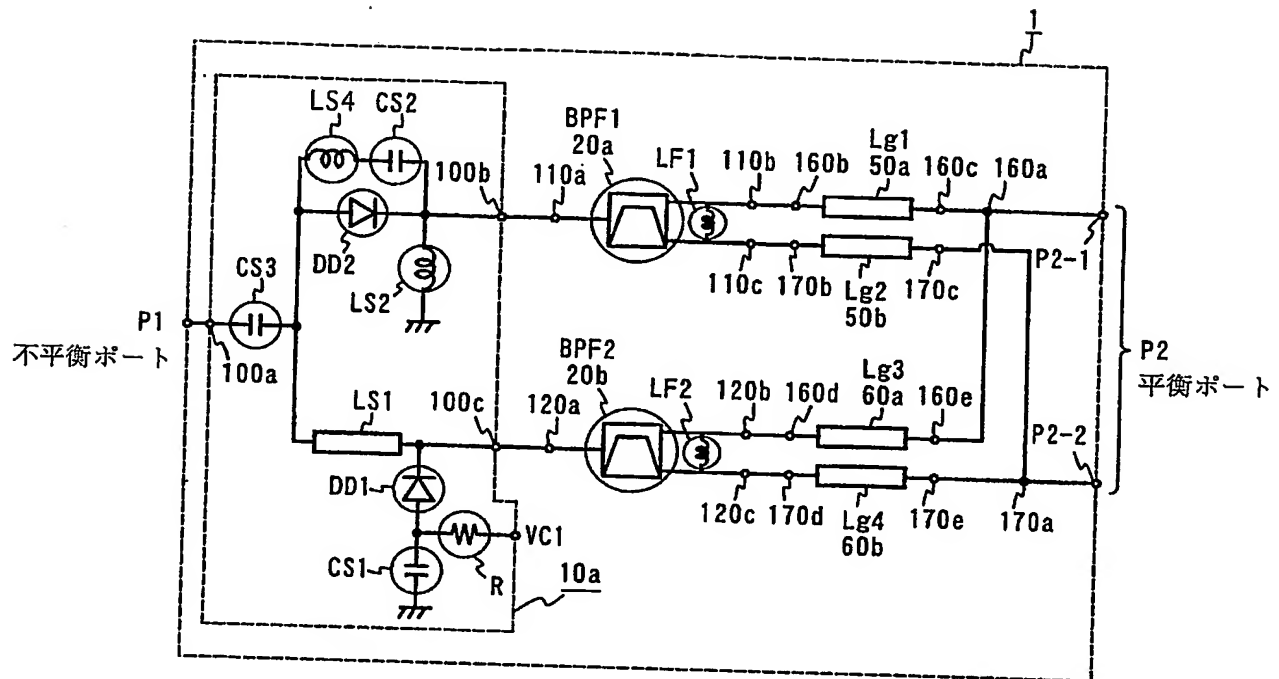


図14

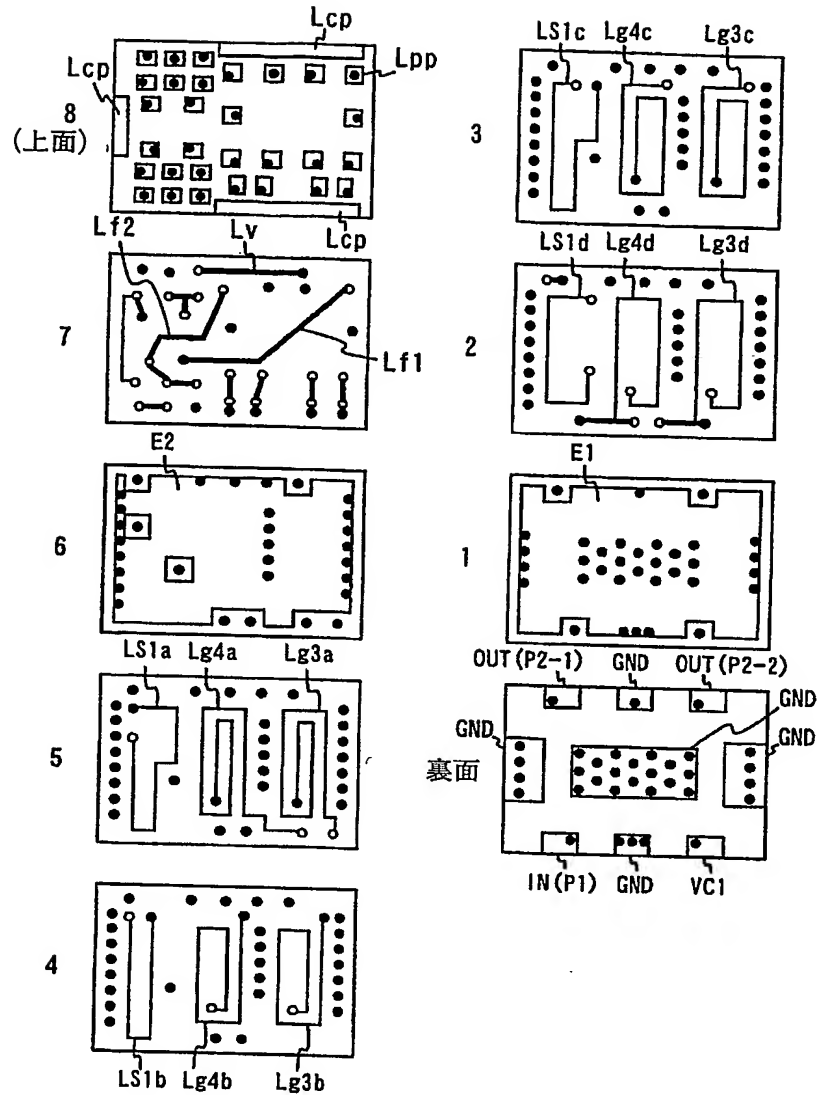


図15

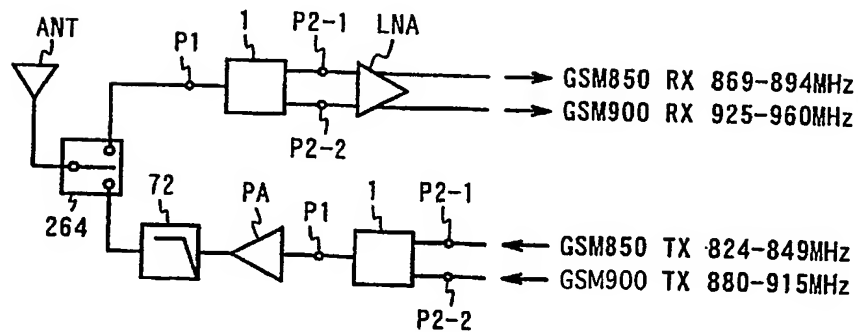


図16

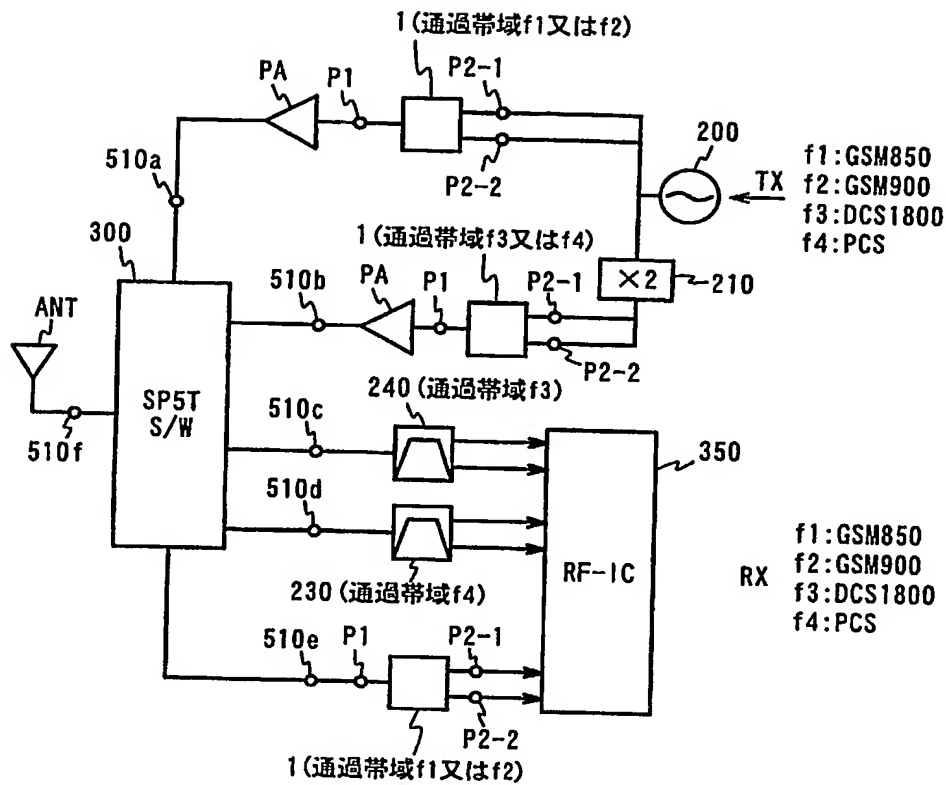


図17

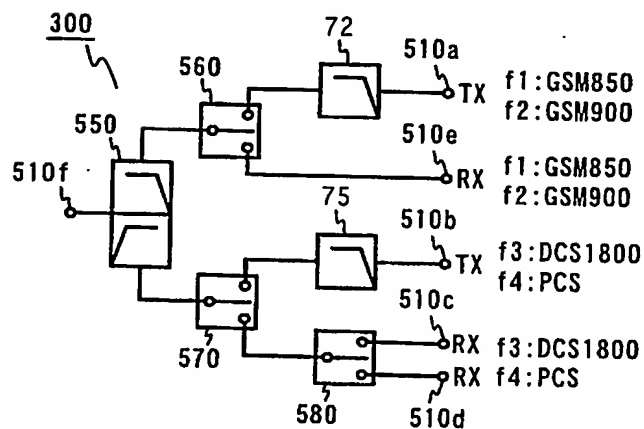


図 18

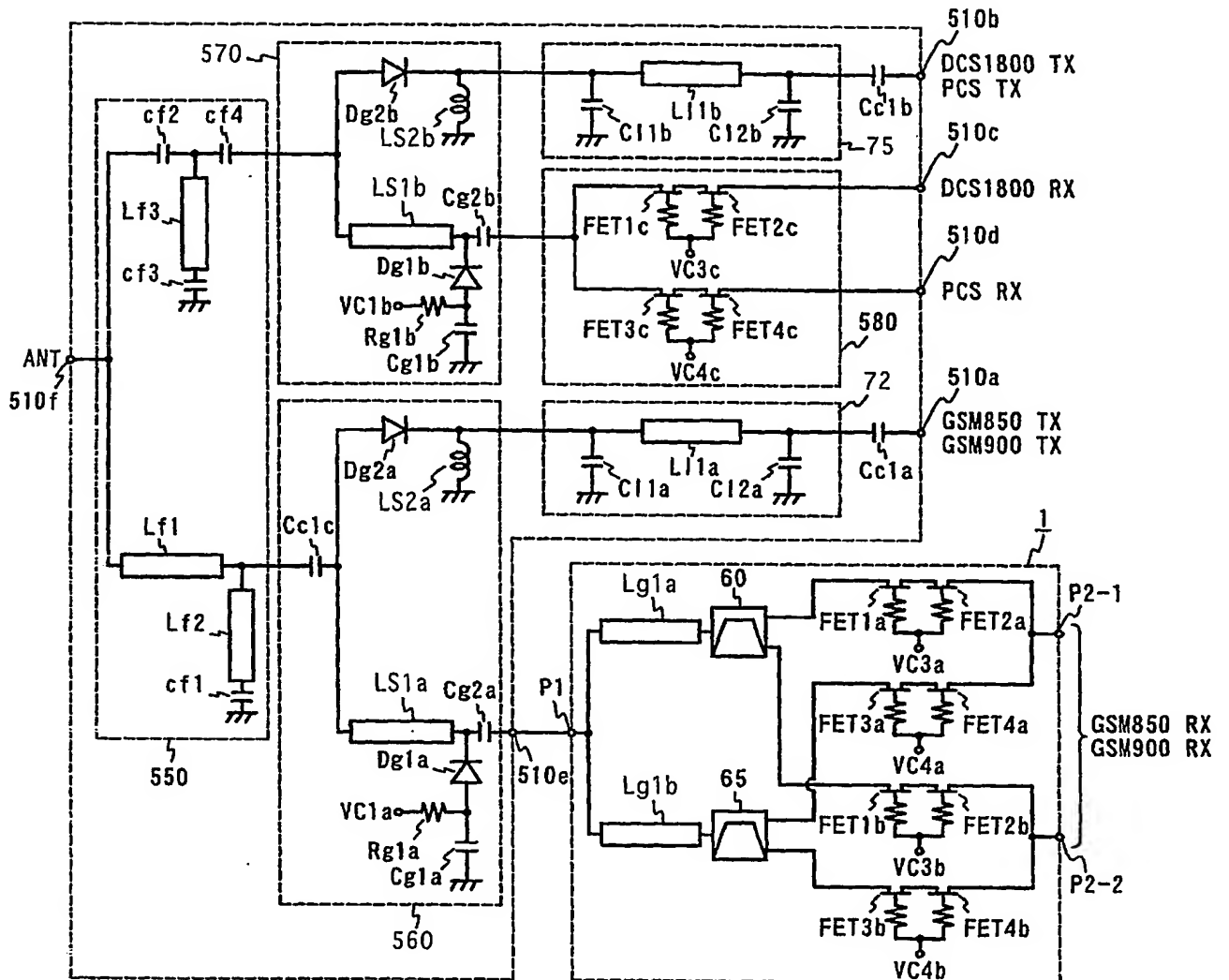


図19(a)

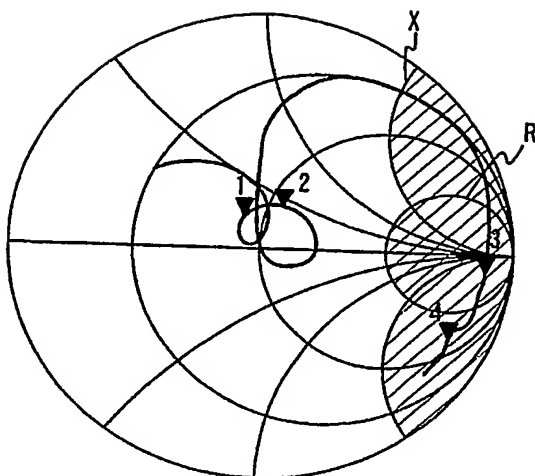


図19(b)

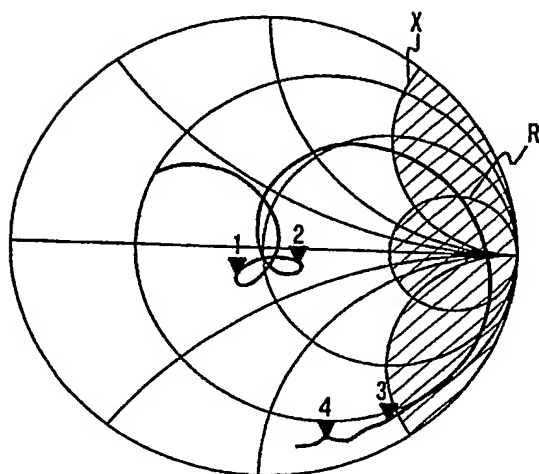


図20

